

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung
einer Patentanmeldung**

Aktenzeichen: 10 2004 040 860.2

Anmeldetag: 23. August 2004

Anmelder/Inhaber: PRÜFTECHNIK Dieter Busch AG,
85737 Ismaning/DE

Bezeichnung: Energiesparende Verbundanordnung von
Digitalfiltervorrichtungen für die
Fehlerortung an Gegenständen

IPC: G 01 V 3/08

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 10. Oktober 2005
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Wallner



Energiesparende Verbundanordnung von Digitalfiltervorrichtungen für die Fehlerortung an Gegenständen

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Vorrichtung und ein Verfahren zur Fehlerortung an Gegenständen, insbesondere metallischen Gegenständen, und hier insbesondere an ferromagnetischem Halbzeug oder Fertigprodukten.

Vorrichtungen und Verfahren dieser Art sind seit längerer Zeit bekannt, bedürfen aber für qualitativ hochwertige und genaue Messungen einen relativ hohen Aufwand, der sich einerseits in der Anzahl hochwertiger Einzelkomponenten und darüberhinaus auch in einem entsprechenden Energiebedarf des Gerätes äußert. Der letztere Aspekt ist in einem industriellen Umfeld typischerweise nicht von Bedeutung, verhindert jedoch die Bereitstellung hochwertiger tragbarer Meßgeräte, insbesondere solcher auf Basis einer Wirbelstrom-Meßtechnik.

Aufgabe ist es somit, ein Gerät der gattungsgemäßen Art bereitzustellen, welches den erforderlichen Aufwand zur Herstellung desselben drastisch reduziert, andererseits gleichzeitig dazu beiträgt, den Energiebedarf während des Betriebes geringer zu halten.

Die vorliegende Erfindung löst das anstehende Problem nach Maßgabe der Merkmale des bzw. der unabhängigen Patentansprüche. Ein wichtiger Aspekt der Erfindung beruht auf der Vorgehensweise, zwei an sich völlig unterschiedliche Filtervorgänge auf digitaler Basis unabhängig voneinander, jedoch in engem Zusammenspiel und Synchronisation ablaufen zu lassen, um ein erwünschtes Analyseergebnis als Funktion der Zeit zu erhalten.

Dementsprechend wird die Erfindung insbesondere, aber nicht ausschließlich durch folgende Merkmale spezifiziert:

Anordnung von mindestens zwei separat und unabhängig voneinander arbeitenden Digitalfilter-Einheiten, insbesondere für die Fehlerortung an Gegenständen oder für die Ortung beliebiger metallischer Gegenstände,

mit zumindest einer Sendespule (12) und zumindest einer Empfangsspule (14),

mit einem Verstärker oder einer Leistungsstufe (42) zum Bestromen der Sendespule,



mit einer als Timer (44) ausgeführten variierbaren Zeitbasis hoher Frequenz- und Phasenreinheit sowie einen durch den Timer (44) frequenz- und phasenstarr angekoppelten Frequenzgenerator gleicher oder niedrigerer Frequenz,

mit einem triggerbaren Analog/Digitalwandler (32) sehr hoher Auflösung,

mit einem Triggereingang des Analog/Digitalwandlers (32) zur Entgegennahme von Triggersignalen, welche absolut phasenstarr mit der Zeitbasis des Timers (44) verschränkt sind und womit eine erste Digitalfilter-Einheit zur Demodulierung eines höherfrequenten Trägersignals und zur Darstellung eines niederfrequenten Nutzsignals bereitgestellt wird,

mit fakultativ vorgesehenen Aus- und Eingabegeräten (50, 70) oder einem Netzwerkanschluß (LAN)

mit einem Computer (40) und mit einer - bevorzugt dort integrierten - zweiten Digitalfilter-Einheit (60) mit fest programmierten, jedoch bedarfsweise umschaltbaren Filterfaktoren (62).

mit einer dem Timer (44) nachgeschalteten Teiler-Einheit zur Bereitstellung eines "Teiler durch n" dividierten, niederfrequenteren Triggersignals (TRIG) hoher Phasenreinheit zwecks Initiierung jeweils einzelner Konversionsvorgänge des A/D-Wandlers (32) sowie jeweils zugehöriger, zeitlich nachfolgender, Fortschaltungen der Digitalfilter-Einheit (60) unter Verwendung der jeweils vom A/D-Wandler gelieferten und aktualisierten Digitaldaten (35) und zur Herausgabe jeweiliger durch die zweite Digitalfilter-Einheit (60) errechneter Nutzdaten

Eine der Erfindung zugrundeliegende Problemstellung findet sich darin, daß es bislang für unterschiedliche Ausstoß- bzw. Testgeschwindigkeiten für ein industrielles Halbzeug (Beispiel: Brammen, Drähte) erforderlich war, Filter mit variablen Kennwerten für unterschiedliche Testgeschwindigkeiten des zu prüfenden Gutes vorzusehen. D. h., es war nach dem Stand der Technik erforderlich, für schnell an einer Teststation vorbeibewegtes Material (Stangen, Drähte, Rohre) einen definitiv anderen Filtersatz für erwartete Schadenssignale vorzusehen als für langsam dort vorbeibewegtes Material. Außerdem war es von unter Umständen erforderlich, für unterschiedliche Materialien wiederum andere Filtersätze bereitzustellen. - Es ist ein wesentlicher Aspekt der vorliegenden Erfindung, dieses Problem mit signifikant

weniger Aufwand und insbesondere auch unter Aspekten einer verbesserten Automatisierungsmöglichkeit zu lösen.

Gemäß der Erfindung ist es nämlich möglich, nicht nur die derzeitigen analogen und digitalen Stationen für eine Fehlersignal-Erfassung an solchen Materialien durchgängig durch eine einheitlich digitale und somit wesentlich flexibler handhabbare Lösung zu ersetzen, sondern in diesem Zusammenhange auch eine solche Lösung zu schaffen, die einerseits eine massive Kostenreduktion ermöglicht, und andererseits eine zusätzlich verbesserte Handhabbarkeit solcher Testsysteme durch automatisierungsgerechte Auslegung ermöglicht.

Ein zu beachtendes wesentliches Randproblem ist die Tatsache, daß es normalerweise zur Erkennung von typischen Schadensbildern an gattungsgemäßen Testmaterialien erforderlich ist, Wirbelstrom-Testmethoden vorzusehen. D.h., es genügt zumeist nicht, lokal vorhandene Material-Schäden lediglich aufgrund des Induktionsgesetzes über eine Änderung des Luftspaltes oder einer wirkenden Gesamt-Induktivität zu erkennen. Vielmehr ist es normalerweise so, daß lokale Schäden praktisch nur unter Einfluß eines extern aufgetragenen magnetischen Wechselfeldes auf den Prüfling detektiert werden können (Wirbelstrom-Meßmethode). Die Aufgabe einer zugehörigen Detektionselektronik ähnelt dabei in gewisser Weise einer solchen zum Empfang von amplitudenmodulierten (AM) Rundfunkwellen, da das interessierende Nutzsignal als amplitudenmoduliertes Signal von einem höherfrequenten Trägersignal abgetrennt werden muß, andererseits das Nutzsignal auch normalerweise keinen vom Trägersignal herrührenden Gleichanteil aufweisen sollte. Diese Problematik ist bei der hier zu betrachtenden Wirbelstrommeßtechnik insofern etwas anders als bei AM-Radioempfang, da dort das Verhältnis von Nutzsignalintensität zu Trägerintensität bis etwa 1:1 und in Spezialfällen sogar mehr betragen kann, während bei Problemen der Wirbelstrommeßtechnik das Verhältnis wesentlich ungünstiger ist und Werte von etwa 1: 1 000 000 oder weniger aufweisen kann. Dies erklärt, warum typischer Schaltungsaufwand in der Wirbelstrommeßtechnik bislang eher beträchtlich und kostspielig war.

Für das vorliegende Problem vereinfacht die Erfindung den erforderlichen Schaltungsaufwand in erheblicher Weise und sieht dazu eine speziell verkoppelte Verbundeinrichtung zweier an sich separat und unabhängig wirkender Digitalfiltervorrichtungen vor. Zum einen wird gemäß der Erfindung die Verwendung eines analog oder digital wirkenden Synchrondemodulators

entbehrlich oder zumindest wesentlich kostengünstiger gestaltet, und zwar durch Verwendung einer ersten Digitalfilter-Einheit. Zum anderen wird gemäß der Erfindung eine separate, vereinfachte und insbesondere automatisch wirkende zweite Digitalfilter-Einheit vorgesehen, deren Funktion im wesentlichen auf eine angepaßte Filterwirkung für unterschiedlich schnell laufende Testobjekte abzielt und dies in äußerst kosten- und auch energiesparender Weise ermöglicht. Das Zusammenspiel zwischen der ersten und der zweiten Digitalfilter-Einheit beruht erfindungsgemäß darauf, daß die erste Digitalfiltereinheit in regelmäßiger Abfolge, exakt nach Maßgabe der Wirbelstrom-Sendefrequenz und zu genau definierten Zeitpunkten und unter weitestgehender Vermeidung eines sog. Phasenjitters, die von einer Empfangsspule und zwischengeschaltetem Bandpass-Filter gelieferte Signalspannung abtastet und einem hochauflösenden Analog-Digital (AD-)Wandler zuführt. Dieser stellt an seinem Ausgang sodann ein entsprechendes Digitalsignal bereit. Die zeitliche Folge dieser Digitalsignale repräsentiert somit die an sich konstante Amplitude der empfangsseitig registrierten Sendefrequenz (also des sog. Trägers). Dieser Amplitude ist ggf. ein aperiodischer Wechselanteil überlagert, welcher von den zu detektierenden Fehlern herrührt. Es ist somit nicht mehr unbedingt notwendig, zweiphasig "in Quadratur" arbeitende Synchrondemodulatoren und entsprechende Multiplikationseinrichtungen und -vorgänge vorzusehen, da die erste Digitalfilter-Einheit einen direkten Ersatz für einen solchen Synchrondemodulator darstellt.

In der zweiten Digitalfiltereinheit, welche durch an sich bekannte Digitalfilterausgeführt sein kann, z.B. FIR- oder IIR-Digitalfilter, wird zunächst durch einen geeigneten Hochpass dafür gesorgt, daß einerseits der Gleichanteil der obengenannten "konstanten Amplitude" von den zeitlich sukzessiv bereitgestellten Digitalsignalen und andererseits auch ein gewisser niederfrequenter Anteil des zu detektierenden Nutzsignals entfernt wird. Weiterhin wird durch einen geeigneten Tiefpass dafür gesorgt, dass auch ein gewisser höherfrequenter Anteil des zu detektierenden Nutzsignals entfernt wird. Entscheidender Aspekt der Erfindung ist jedoch nun, daß nicht jede Welle des Empfangssignals durch den AD-Wandler abgetastet wird, sondern nur ein ganzzahliger Bruchteil davon, also z.B. jede 22., 23., 24., usw. Welle. Dies hat den entscheidenden Vorteil, daß nunmehr nur ein mit höchster erhältlicher Auflösung arbeitender AD-Wandler vorgesehen werden kann, ohne das dessen systembedingte langsame

Abtastrate von signifikantem Nachteil wäre. Es versteht sich, dass diese quasi intermittierende Zugriffsweise ebenfalls stromsparend ist. Gleichzeitig ist dabei von entscheidendem Vorteil, dass der genannte ganzzahlige Bruchteil in besonders bequemer Weise dazu herangezogen wird, beide, d.h. sowohl den genannten Tiefpass als auch den genannten Hochpass gleichzeitig und automatisch an die technischen Erfordernisse anzupassen. Damit ist folgendes gemeint: Für unterschiedliche schnelle Bewegungen eines Prüflings (z.B. repräsentiert durch die sog. "Liniengeschwindigkeit") relativ zu einer Testeinheit und deren dort platzierte Empfangsspule sind nach wie vor unterschiedlich eingestellte Hoch- und Tiefpässe vorzusehen. Die vorliegende Erfindung löst dies Problem nun dadurch, dass die sog. Filterkoeffizienten eines zugehörigen FIR- oder IIR-Digitalfiltersatzes der zweiten Digitalfilter-Einheit praktisch einmalig auf geeignete, ggf. z.B. materialabhängige Standardwerte fest voreingestellt werden aber bei Existenz anderer technischer Randbedingungen ausgetauscht werden können. Die Variation der Filterwirkung in Abhängigkeit von einer gemessenen Linien- oder Verfahrensgeschwindigkeit des Prüflings relativ zur Wirbelstromsonde wird nun gemäß der Erfindung sofort und automatisch dadurch erzeugt, daß eine quasi intermittierende Zufuhr der durch den A/D-Wandler erfaßbaren Digitaldaten zur zweiten Digitalfiltereinheit nach Maßgabe und proportional zur (einfach zu erfassenden) Linien- oder Verfahrensgeschwindigkeit vorgesehen wird bzw. stattfindet. Hierzu ist es gemäß der Erfindung also nunmehr nur noch erforderlich, anhand einer aktuell erfassten Verfahrensgeschwindigkeit des zu untersuchenden Prüflings den oben genannten ganzzahligen Bruchteil der Empfangsfrequenz (welche zahlenmäßig identisch ist mit der Sendefrequenz) im wesentlichen proportional und zeitgleich zu variieren. Bei kleiner Verfahrensgeschwindigkeit (= großer Zeitbedarf pro zurückgelegter Wegstrecke) werden also die AD-gewandelten Daten in intermittierender Weise und nach Maßgabe eines großen ganzzahligen Bruchteils der Empfangsfrequenz der zweiten Digitalfiltereinrichtung zugeführt. Bei großen Verfahrensgeschwindigkeiten (= kleiner Zeitbedarf pro zurückgelegter Wegstrecke) ergibt sich entsprechendes: die zeitliche Sequenz der A/D-Konversionen und die Zuführung der Daten zur zweiten Digitalfilter-Einheit erfolgt nach Maßgabe eines kleineren, proportional angepassten ganzzahligen Bruchteils der Empfangsfrequenz. Hierbei ist jedoch auf folgendes hinzuweisen: Aus Gründen der vereinfachten Datenbehandlung ist es von besonderem Vorteil (wenn auch nicht zwingend), die Abtastung des Empfangsspulensignals zum Zwecke der A/D-Konversion präzise nach

7

zeitlicher Vorgabe anhand der Taktrate der ersten Digitalfiltereinheit vorzunehmen. Diese Taktrate ist, wie oben erläutert, direkt, fest und möglichst phasenstarr gekoppelt mit dem Wechselspannungsverlauf, welcher an der Sendespule anliegt.

Die Bestandteile einer erfindungsgemäßen Vorrichtung werden im folgenden anhand der Zeichnung Fig. 1 und 2 beschrieben.

Im oberen Teil der Fig. 1 wird in schematischer Weise ein Prüfling 13 in Form eines industriellen Halbzeugs (Bramme) gezeigt samt einem zu detektierenden Defekt 15. Der Prüfling 13 kann sich mit unterschiedlicher Geschwindigkeit (Parameter "v") an einer Teststation vorbeibewegen, welche mindestens eine Sendespule 12 (Symbol: L1) und mindestens eine Empfangsspule 14 (Symbol: L2) enthält. Die Geschwindigkeit des Prüflings wird mit einem elektronisch wirkenden Geschwindigkeitsaufnehmer 17 erfaßt, welcher entsprechende elektronische Signale abzugeben gestattet.

Neben einem extrem hochauflösendem A/D - Wandler 32 nach derzeit neuester Technologie ist eine Elektronik bzw. Computer 40 mit den Eigenschaften eines Signalprozessors wesentlicher Bestandteil der Erfindung. Ein Counter/Timer-Baustein 44 kann außerhalb des Computers 40 vorgesehen oder in diesen integriert sein. Die als zweite Digitalfiltereinheit 60 bezeichnete Vorrichtung mit softwaremäßig definierten Filtersätzen 62 ist ebenfalls vorzugsweise im Computer 40 integriert und kann in dedizierter Hardware oder kostensparend lediglich in einer im Computer ausführbaren Software implementiert sein. Wie technisch an sich üblich, kann der Computer 40 nach außen hin an eine Tastatur 60, ein Display 50 und/oder an ein lokales Netzwerk (Bezugszeichen "LAN") bzw. WAN angebunden sein.

Auch im stationären, also unbewegten Zustand des Prüflings 13 erzeugt der Timer 44 ein Zeitsignal hoher Frequenzstabilität. Dieses Zeitsignal kann nach Wunsch bzw. den technischen Erfordernissen in der Frequenz variiert werden und steht typischerweise als Rechtecksignal zur Verfügung, wie dies an sich für einen Timer bekannt ist. Das genannte Rechtecksignal wird auf einen Generator 48' als Vorgabefrequenz geliefert. Der Generator 48' erzeugt daraus entweder ein Rechtecksignal oder ein Sinussignal, bevorzugt mit einstellbarer Amplitude. Das

zuletzt genannte Signal wird auf einen Kurvenformer KF und Leistungsverstärker PA gegeben, welche in einer Einheit 42 zusammengefaßt sein können. Der Leistungsverstärker ist geeignet, die Sendespule 12 zu bestromen. Infolgedessen wird im Prüfling 13 in an sich bekannter Art ein Wirbelstromfeld induziert. Dieses wird von der schematisch gezeigten Empfangsspule 14 - welche nach dem Stand der Technik auch als Differenzspulensatz o.ä. ausgebildet sein kann - registriert und als Wechselspannung über zumindest einen Bandpass 18' und vorzugsweise über zumindest einen (bevorzugt einstellbaren) Vorverstärker 16 dem bereits genannten A/D-Wandler 32 zugeführt. Dieser besitzt eine Auflösung von typischerweise 18 bit oder besser, bevorzugt 22 bit oder besser. Der A/D - Wandler ist bevorzugt in der Lage, weit mehr als 500 Analog/Digitalkonversionen pro Sekunde durchzuführen. Wie an sich bekannt, resultiert bei Anwesenheit eines Defektes 15 im Prüfling ein modifiziertes Wirbelstromfeld, welches eine in Amplitude und/oder Phase veränderte Wechselspannung in der Empfangsspule 14 induziert.

Vom elektronisch wirkenden Geschwindigkeitsgeber 17 wird ein Signal abgegeben, welches der Relativgeschwindigkeit des Prüflings 13 gegenüber der Sende/Empfangsspulenkombination 12/14 im wesentlichen proportional ist. Dies Signal ist typischerweise von Rechteckform so daß z.B. pro 5 mm Verfahrensweg des Prüflings 13 ein Impuls erzeugt und dem Timer 44 zugeführt wird.

Sofern bei unbewegtem Prüfling 13 kein entsprechendes Geschwindigkeitssignal erzeugt wird, erzeugt der Timer-Baustein 44 ein von seiner programmierbaren Grundfrequenz ganzzahlig heruntergeteiltes, impulsförmiges Triggersignal "TRIG". Ein entsprechendes Beispiel könnte lauten: Grundfrequenz = 500 kHz, ganzzahliger Teiler = 1000, Triggersignalfrequenz daher 500 Hz. Dieses Triggersignal wird dem A/D-Wandler 32 zugeführt und veranlaßt unmittelbar und mit geringstem Phasenjitter eine A/D - Wandlung wie bereits beschrieben, so dass die ermittelten zugehörigen jeweils aktuellen Digitaldaten über Datenleitungen 33 in paralleler oder auch serieller Form dem logischen Eingang der zweiten Digitalfilter-Einrichtung 60 zugeführt werden. Dieser erhält ebenfalls vom Timer 44 ein zugehöriges Triggersignal oder zumindest ein logisches Startsignal, berechnet in einem einheitlichen und abgeschlossenen Rechengang aus den angelieferten sowie aus gespeicherten, vorherigen Digitaldaten einen neuen Ausgangswert, der den gewünschten Filterkriterien entspricht. Dieser Ausgangswert

9

wird unter softwaremäßig gesteuerter Einwirkung des Computers 40 weiteren Kriterien oder Mustererkennungen unterworfen, das entsprechende Resultat wird auf dem Display 50 visualisiert oder als aktuelles Statussignal oder Alarmsignal auf ein übergeordnetes Netzwerk (LAN) gegeben.

Sobald durch den Geschwindigkeitsdetektor 17 eine Bewegung des Prüflings 13 detektiert wird, wird der Wert des genannten ganzzahligen Teilers in Abhängigkeit von der registrierten Geschwindigkeit modifiziert, zum Beispiel im Sinne von 100 Hz pro m/sec, so daß bei $v = 10$ m/sec eine Triggerfrequenz von 2000 Hz resultiert, bei $v = 20$ m/sec eine solche von 3000 Hz usw. Diese Zuordnung kann anhand einer Tabelle oder mathematischen Funktion anders definiert sein, typischerweise wird jedoch mit höherer Prüflingsgeschwindigkeit ein höherfrequentes Triggersignal erzeugt. Es versteht sich, daß der Analog/Digitalwandler so beschaffen sein muß, daß er den erzeugten Triggerfrequenzen phasenrein folgen können muß, so daß bei Bedarf eine sog. Sample-und-Hold-Einrichtung vorgesehen werden sollte.

Durch diesen Mechanismus, der im wesentlichen softwaremäßig vorgegeben wird und dementsprechend ohne große Hardwareänderung an praktische Gegebenheiten und insbesondere während des Betriebes an unterschiedliche Meßaufgaben angepaßt werden kann, wird also zum einen der Aufwand für die sonst normalerweise erforderliche Synchrondemodulation drastisch reduziert, zum anderen auch der Aufwand für die erforderlichen frequenzmäßig variierbaren Tief- und Hochpasstufen auf ein extrem geringes Maß reduziert. Wiewohl der Bandpass 16 als separate und zusätzliche Digitalfiltereinheit ausgeführt sein kann, empfiehlt es sich aufgrund des sog. Abtasttheorems, diesen Bandpass bevorzugt mit Mitteln der Analog-Elektronik zu realisieren.

Gemäß der Erfindung ist es wichtig, die oben beschriebene Abtastung mit einem ganzzahligen Bruchteil der Sendefrequenz phasenrichtig durchzuführen. Das heißt, daß der Abtastwert bei bevorzugt genau 90° el Phasenlage der Empfangsspannung erfaßt wird, um ein möglichst großes Signal zu erhalten. Im anderen Falle könnte ungünstigerweise lediglich eine Folge von relativ kleinen und ungenauen Meßwerten erhalten werden. Gemäß der Erfindung ist es daher von Vorteil, bei Bedarf einen softwaremäßigen Phasenschieber vorzusehen, der die

Phasenlage des Abtastzeitpunktes so verschiebt, daß möglichst große Spannungswerte abgetastet und konvertiert werden können.

Zur Erkennung der korrekten Phasenlage kann bei Bedarf vor der eigentlichen Messung eine Sequenz von Phasen-Messungen an zumindest 2 Abtastzeitpunkten vorgesehen werden. Diese Abtastzeitpunkte unterscheiden sich in der Phasenlage um einen definierten Phasenwinkel, z.B. 90° el. (Diese Phasenlage kann sich zweckmäßigerweise an der bekannten Phase der Sendefrequenz orientieren). Beispielsweise wird also eine erste Abtastung zum Zeit- bzw. Phasenpunkt 10° el durchgeführt und eine nächste bei 100° . Sofern dies nicht möglich ist, weil der AD-Wandler langsamer konvertiert oder es nicht möglich ist, neben einem ersten AD-Wandler noch einen parallel arbeitenden zweiten AD-Wandler vorzusehen, kann der zweite Phasenpunkt zum Beispiel bei $3600^\circ + 90^\circ = 3690^\circ$ el. gelegt werden, das zweite Messergebnis wird dann so verwendet, als wenn es bei 90° el. erfasst worden sei. Unter Verwendung bekannter trigonometrischer Verhältnisse kann dann errechnet werden, was der theoretisch günstigste Phasenwinkel ist, der eine Abtastung bei möglichst großen Signalspannungen ermöglicht. Die weiteren Abtastungen erfolgen dann unter Einhaltung dieses optimalen Phasenwinkels.

Wie oben angedeutet ist es gemäß der Erfindung auch möglich, zwei oder weitere parallel arbeitende AD-Wandler vorzusehen. Deren Abtastzeitpunkte unterscheiden sich um definierte Phasenwinkel, z.B. um 90° el., oder bei der Verwendung von 3 AD-Wandlern z.B. um 120° bzw. 240° el. Unter diesen Voraussetzungen ist es möglich, nicht nur eine jeweils instantane Amplitude der Empfangsspannung zu rekonstruieren, sondern auch deren Phasenlage. Insbesondere ist es dann ebenfalls möglich, bei Vorliegen eines Fehlers am Prüfling, auch die Phasenlage einer der Amplitude zeitlich überlagerten Differenzspannung zu einem Referenzwert rechnerisch zu ermitteln, und, was für den Prüfvorgang und das Prüfergebnis von besonderem Interesse ist, auch die Phasenlage dieser Differenzspannung (z.B. relativ zur Sendespannung). Ein nächstes Paar von Abtastungen kann dann jeweils nach relativ langer Zeit, zum Beispiel bei 3600° el und 3690° el. erfolgen, je nach Leistung des AD-Konverters.

Andererseits ist es gemäß einer weiteren Abwandlung der Erfindung auch möglich, diese interessierenden Phasenwinkel unter Verwendung nur eines einzigen AD-Wandlers zu erfassen, wie dies anhand des Zeitdiagramms Fig. 2 erläutert wird. In dieser ist von links nach rechts die Zeit bzw. der Phasenwinkel der Empfangsspannung aufgetragen, während die Ordinate die Intensität der Eingangs- oder Empfangsspannung darstellt.

In diesem Falle wird der Digitalfilter 60 durch eine ähnlich wirkende Einrichtung zur Erzeugung von Integraltransformationen, also z.B. eine DFT- oder FFT-Recheneinheit 60' oder Wavelet-Recheneinheit 60" ersetzt. Mit diesen Recheneinheiten können einerseits einzelne Transformationen erstellt werden, welche z.B. auf 6 Abtastungen zu unterschiedlichen Abtastzeitpunkten basieren. Andererseits können auch sog. Spektrogramme erstellt werden, d.h. eine Darstellung von Signalintensitäten in einzelnen Frequenz- oder Filterbereichen über die Zeit. Während in den obengenannten Ausführungsformen der Erfindung nur repetierend zu geeigneten Zeitpunkten von $n \cdot 360^\circ$ (elektrisch) bzw. $n \cdot 360^\circ + 90^\circ$ Phasenlage das von Spule L2 erzeugte Nutzsignal abgetastet wurde, zeigt Fig. 2, daß es auch möglich ist, eine andere Abtast-Sequenz vorzusehen, soweit dies durch die technischen Eigenschaften der A/D-Wandler möglich ist. Wie gezeigt, können z.B. überlappende Sequenzen A-B-C-D-E-F gefolgt von D-E-F-G-H-I von z.B. insgesamt je 6 Abtastwerten zwei sukzessiv erfolgenden Fouriertransformation zugeführt werden, so daß einerseits die zeitlich variierende Intensität des Trägers als auch die von L2 erzeugten niederfrequenteren Nutzsignalanteile erkannt werden können. Dabei ist es als wichtiger Vorteil anzusehen, daß nicht nur Intensitäten, sondern auch die Phasenlagen der jeweiligen Signalanteile erkannt werden können, unter Zugrundelegung an sich bekannter mathematischer Formeln.

Für langsamere AD-Wandler ist es gemäß der Erfindung auch möglich, anstelle der Abtastfolge A-B- usw. eine langsamere der Form A - H - usw. für die Fouriertransformation zu verwenden, sofern die Bandbreite des zu untersuchenden Nutzsignal diese Vorgehensweise gestattet. Das Prinzip kann insofern erweitert werden, daß eine ganzzahlige Anzahl von Abtastwerten äquidistant auf eine ganzzahlige Anzahl von Schwingungen der Empfangsfrequenz verteilt wird, und zusätzlich zeitliche Lücken in oben beschriebenem Sinne vorgesehen sein können. Darüberhinaus ist es im Prinzip auch möglich, mit nicht-äquidistanten Abtastwerten zu arbeiten, was jedoch den Rechenaufwand erheblich

erhöht (Lomb-Verfahren). Insofern bietet es sich an, mit ganzzahligen Abtastungen der Form $2 \text{ hoch } n$ zu arbeiten, um ggf. die Vorteile der sogenannten schnellen Fouriertransformation (FFT) zu nutzen. Um die Abtastrate nach Maßgabe einer anderen physikalischen Variable (speziell der sog. Liniengeschwindigkeit) zu ändern, bietet die Verwendung der diskreten Fouriertransformation jedoch mehr Freiheiten und Gestaltungsmöglichkeiten, zum Beispiel Verwendung der etwas schnelleren Abtastfolge A-F-K-usw. anstelle A-H-usw. sowie ähnlich wirkende Abtastreihenfolgen samt zugehörigen diskreten Fouriertransformationen. Um Energie einzusparen, kann gemäß der Erfindung so verfahren werden, daß die Sendespule lediglich einige wenige Vollwellen vor Erfassung des Abtastwertes bestromt wird (um einen Einschwingvorgang zu realisieren) und sogleich nach Erfassung des Abtastwertes zu einem passend gewählten Zeitpunkt stromlos geschaltet wird, wobei ein technisch vorteilhaftes Ausschwingverhalten der Sendespule angestrebt wird. Dies ist insbesondere für batteriebetriebene, portable Geräte von Vorteil.

Weitere Gestaltungsmöglichkeiten ergeben sich dadurch, daß auch die Sendefrequenz in gewissem Umfange modifiziert werden kann, indem diese durch PLL-Techniken erzeugt oder durch ganzzahlige Teilung von einer wesentlich höherfrequenten Zeitbasis abgeleitet wird.

In einer anderen Ausgestaltung der Erfindung werden anstelle der Fouriertransformationen sogenannte Wavelet-Transformationen in ganz äquivalenter Weise verwendet. Auch hierbei ist es möglich, nicht nur Amplitudenwerte von interessierenden Signalkomponenten zu erhalten, sondern auch die zugehörigen Phaseninformationen.

B

Patentansprüche:

1.

Anordnung von mindestens zwei separat und unabhängig voneinander arbeitenden Digitalfilter-Einheiten, insbesondere für die Fehlerortung an Gegenständen oder für die Ortung beliebiger metallischer Gegenstände,

mit zumindest einer Sendespule (12) und zumindest einer Empfangsspule (14),

mit einem Verstärker oder einer Leistungsstufe (42) zum Bestromen der Sendespule (12),

mit einer als Timer (44) ausgeführten variierbaren Zeitbasis hoher Frequenz- und Phasenreinheit,

mit einem triggerbaren und phasenrein arbeitenden Analog/Digitalwandler (32) sehr hoher Auflösung,

mit einem Triggereingang des Analog/Digitalwandlers (32) zur Entgegennahme von Triggersignalen, welche absolut phasenstarr mit der Zeitbasis des Timers (44) verschränkt sind und wodurch eine erste Digitalfilter-Einheit zur Demodulierung eines höherfrequenten Triggersignals und zur Darstellung eines niederfrequenten Nutzsignals bereitgestellt wird,

mit fakultativ vorgesehenen Aus- und Eingabegeräten (50, 70) oder einem Netzwerkanschluß (LAN),

mit einem Computer (40) und mit einer - bevorzugt dort integrierten - zweiten Digitalfilter-Einheit (60) oder Frequenztransformations-Einheit (60', 60'') mit fest programmierten, jedoch bedarfsweise auswechselbaren Filterfaktoren (62) oder Abtastlängen,

mit einer dem Timer (44) nachgeschalteten Teiler-Einheit zur Bereitstellung eines "Teiler durch n" dividierten, niederfrequenteren Triggersignals (TRIG) hoher Phasenreinheit zwecks Initiierung jeweils einzelner Konversionsvorgänge des A/D-Wandlers (32) sowie jeweils zugehöriger, zeitlich nachfolgender Fortschaltungen der zweiten Digitalfiltereinheit (60) oder Frequenztransformations-Einheit (60', 60'') unter Verwendung sowohl gespeicherter als auch jeweiliger vom A/D-Wandler gelieferten und aktualisierten Digitaldaten (35) sowie zur

14

Herausgabe jeweiliger durch die zweite Digitalfilter- Einheit (60) oder Frequenztransformationseinheit (60', 60'') errechneter Nutzdaten.

2.

Vorrichtung nach Anspruch 1, welche geeignet ist, in automatischer und energiesparender Weise realzeitbezogene Frequenz-Kennwerte eines Digitalfilters (60) oder einer Frequenztransformationseinheit (60', 60'') nach Maßgabe eines Geschwindigkeitssignals (17) zu modifizieren.

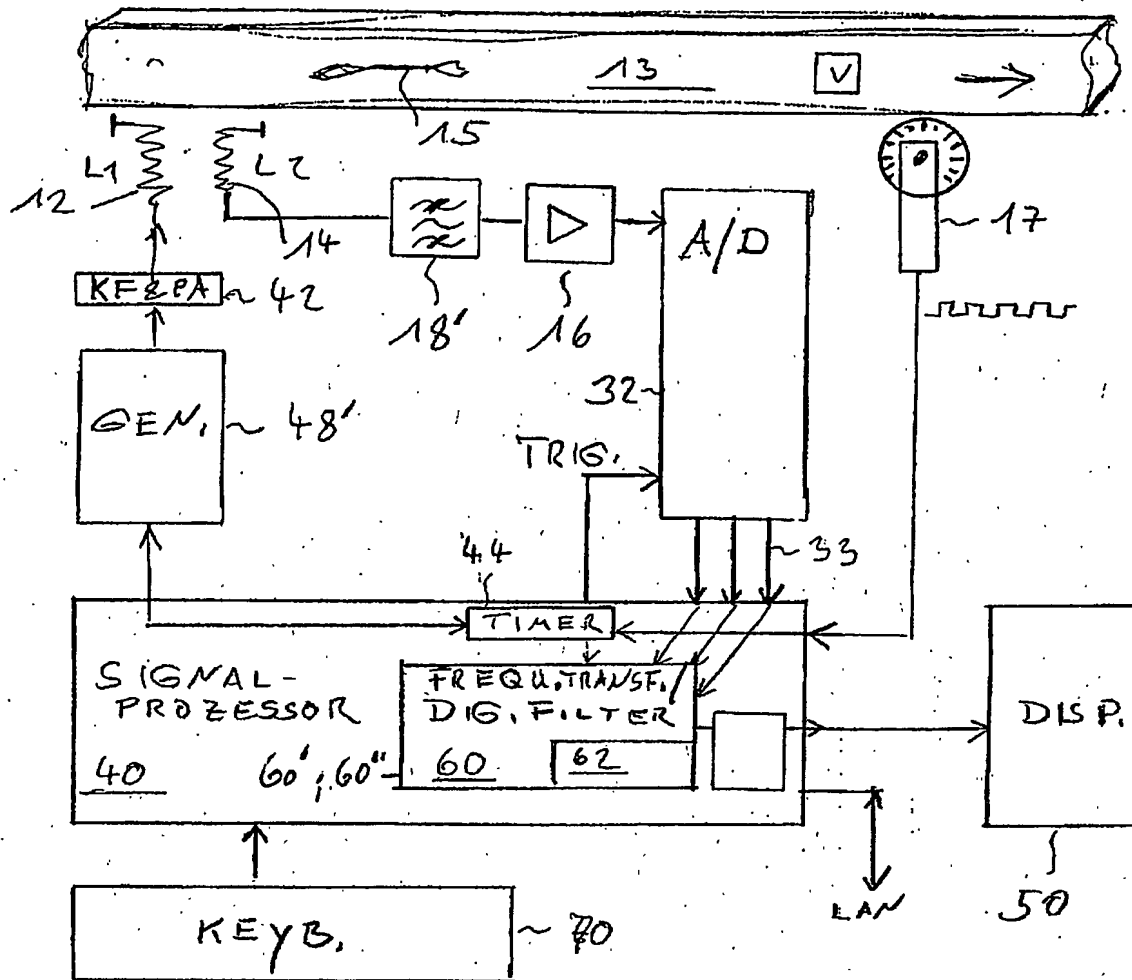
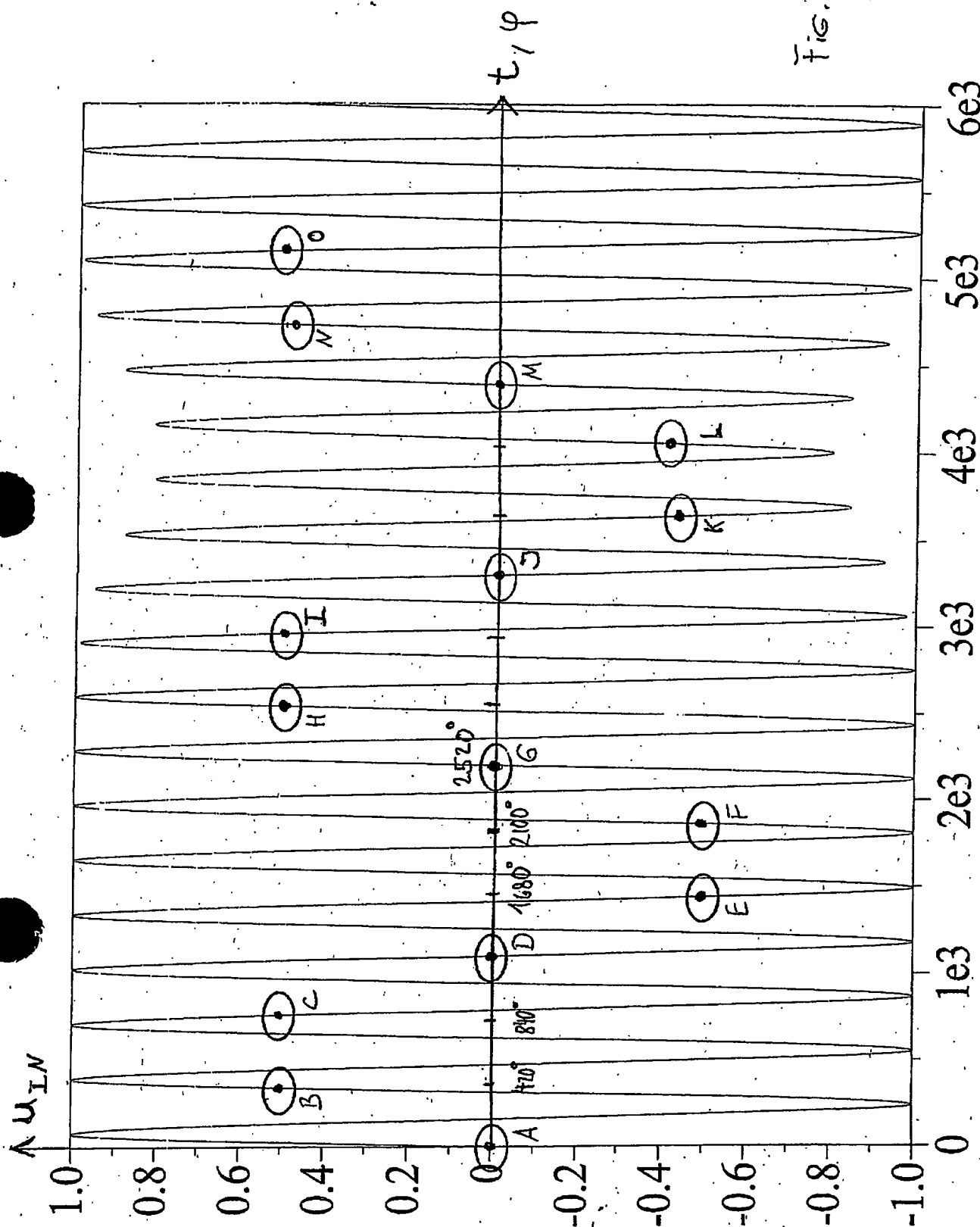


Fig. 1

PRÜFTECHNIK Dieter Busch AG
 Oskar-Messner-Straße 19-21
 D-85737 Ismaning
 Tel.: 089 / 99 61 62 51.
 Fax: 089 / 99 61 62 52

Fig. 2



Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/DE05/001263

International filing date: 18 July 2005 (18.07.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: DE
Number: 10 2004 040 860.2
Filing date: 23 August 2004 (23.08.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 18 October 2005 (18.10.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record.**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.